

## 基于无 DSP 远端射频单元的高速相干 B5G 前传系统

宋海平, 黄传铭, 金湖贵, 程孟凡, 刘德明, 邓磊\*

华中科技大学武汉光电国家研究中心, 光学与电子信息学院, 湖北 武汉 430074

**摘要** 提出一种基于自外差探测技术的相干光载射频信号传输系统, 可以借助自外差探测技术实现光学上变频。在该系统中, 4 个低频信号被上变频为高频毫米波信号, 且在远端射频单元无需进行任何数字信号处理(DSP)。分析了对称边带串扰产生的原因并提出了在发射端消除边带串扰的方法。实验验证了通过在发射端使用 4 路独立、载频为 10 GHz、带宽为 1.6 GBaud 的 16-QAM 射频信号和一个载频为 20 GHz 的单音信号, 可以在接收端产生 4 路独立、载频为 30 GHz、带宽为 1.6 GBaud 的 16-QAM 毫米波信号。在接收端不使用任何数字补偿算法的情况下, 这 4 路毫米波信号经过 50 km 标准单模光纤传输后的误差矢量幅度(EVM)值均低于 12.5% 的阈值, 复合速率达到 25.6 Gbit/s。此外, 发射端的数模转换采样率可以降至 24 GSa/s, 有效降低了系统的成本和复杂度。

**关键词** 光通信; 模拟光载射频; 毫米波通信; 自外差相干探测; 光学上变频; 对称边带串扰

中图分类号 TN928

文献标志码 A

DOI: 10.3788/CJL202249.1206005

## 1 引言

第五代(5G)移动通信定义了三个应用场景, 分别为增强移动带宽、超可靠低时延通信和大规模移动机器类连接<sup>[1]</sup>, 这意味着 5G 移动通信的传输速率和连接终端数量都会大幅提升, 而延时会明显降低。未来超 5G(B5G)还将继续沿着更大传输带宽、更高载频、更低时延和超大规模多人多出(MIMO)的方向发展, 这对连接基带处理单元(BBU)和远端射频单元(RAU)的移动前传网络提出了更严苛的要求。现有的移动前传网络主要采用基于公共无线电接口(CPRD)的数字光载射频(D-RoF)方案, 但该方案的频谱效率较低<sup>[2-3]</sup>, 因此, 基于 D-RoF 的 B5G 前传必将面临容量危机。模拟光载射频技术(A-RoF)可以在 RAU 和 BBU 之间直接传输射频信号, 具有高频谱效率、超低时延和结构简单等优点。此外, 毫米波移动通信可以利用更宽的频谱资源传输更高速率的信号<sup>[4]</sup>。因此, 基于模拟光载射频技术与毫米波移动通信的模拟光载毫米波移动通信方案被认为是 B5G 前传问题最具潜力的解决方案<sup>[5]</sup>。

但是, 模拟光载射频技术对链路的线性和非线性损伤非常敏感<sup>[3]</sup>, 且产生毫米波信号对系统器件的带宽要求较高。为了应对这两个挑战, 国内外的研究团队引入了光外差相干探测技术<sup>[6-9]</sup>。一方面, 相干探测技术可以从幅度、相位和偏振等维度提高系统频谱效率; 另一方面, 光外差相干探测技术可以利用不同波长的两个激光拍频产生毫米波信号甚至太赫兹信号<sup>[10]</sup>, 大幅度降低了对发射端光电器件的带宽要求。

光外差相干探测技术使用非同源的两台激光器, 需要在 RAU 端补偿载波频偏和相位噪声, 这会增加数字信号处理(DSP)模块的开销、功耗和时延。且对 DSP 模块来说, 高采样频率的模数转换(ADC)和数模转换(DAC)是必不可少的, 这无疑会增加 RAU 的复杂度和成本。而自外差相干探测技术使用同源激光拍频产生毫米波信号, 系统不会产生载波频偏, 只存在由光路失配和信号源带来的相位噪声<sup>[11-12]</sup>。换言之, 如果不存在光路失配, 自外差相干探测系统不会产生额外的载波频偏和相位噪声, 也就无需在 RAU 端补偿载波频偏和相位噪声<sup>[12-15]</sup>。

收稿日期: 2022-01-11; 修回日期: 2022-03-02; 录用日期: 2022-03-09

基金项目: 国家自然科学基金(62171190)

通信作者: \*denglei\_hust@mail.hust.edu.cn

再者,无数字信号处理的 RAU 还可以避免昂贵 ADC 和 DAC 的使用,并能减小信号处理延时,非常契合超低时延通信的要求。进一步说,如果能在单光载波上同时承载多路独立的射频信号,则可以提高系统的成本效率<sup>[16]</sup>,非常有助于大规模 MIMO 的应用。而基于微波光子技术的光学上变频则可为此种应用提供低成本的解决方案,其可利用低带宽器件产生高载频的毫米波信号<sup>[17-18]</sup>。

表 1 比较了多种基于自外差相干探测技术的模拟光载毫米波移动前传系统。其中:文献[19-20]所提系统只能实现单个射频信号的光学上变频;文献[21]所提系统虽然可以在一个光载波的单偏振态上传输两路独立射频信号,但存在严重的对称边带串扰;为了避免对称边带的串扰,文献[22]所提系统利用光载波的两个正交偏振态分别传输两个同频的

射频信号,但是系统的成本增加了;文献[23]提出的非同频双单边带射频信号调制系统可以有效避免对称边带的串扰,但该方案只能传输两个非同频射频信号,换言之,需要两倍的频谱资源才能传输与文献[21-22]所提系统相同的信号。而且,文献[21-23]所提系统均不支持光学上变频,这意味着需要更大的器件带宽才能产生毫米波信号,导致系统成本增加。文献[24]所提系统利用光学 IQ 马赫-曾德尔调制器(IQMZM)在光载波上调制两个同频数字载波信号和两个同频矢量信号,利用一个光学交织器在接收端实现特定光边带信号分离,并用两个光电探测器(PD)拍频得到两个上变频后的毫米波信号。该方案既能在单偏振上同时传输两个同频毫米波信号,又实现了光学上变频。但是,该方案没有解决对称边带串扰的问题。

表 1 多种基于自外差相干探测技术的模拟光载毫米波移动前传系统对比

Table 1 Comparison of multiple analog millimeter-wave over fiber mobile fronthaul systems based on self-heterodyne coherent detection technique

Scheme	Modulator	Photonic frequency up-conversion	Number of transmitted independent signals	Crosstalk between symmetric sidebands	Co-frequency
Ref. [19]	DDMZM	Yes	1	Not exist	-
Ref. [20]	IQMZM	Yes	1	Not exist	-
Ref. [21]	IQMZM	No	2	Exist	Yes
Ref. [22]	DP-DDMZM	No	2	Not exist	Yes
Ref. [23]	IQMZM	No	2	Not exist	No
Ref. [24]	IQMZM	Yes	2	Exist	Yes
Proposed scheme <sup>[25]</sup>	IQMZM	Yes	2	Not exist	Yes
Proposed scheme <sup>[26]</sup>	DP-IQMZM	No	4	Exist	Yes
This work	DP-IQMZM & MZM	Yes	4	Eliminated at the transmitter	Yes

在文献[24]报道方案的基础上,本课题组提出一个非对称双单边带调制(SSB)方案<sup>[25]</sup>。在发射端,一个光 IQMZM 实现了两个非同频矢量调制信号和两个非同频数字载波信号的线性电光转换;在接收端,一个光学延时线干涉仪(DI)将光信号分为特定的两部分,这两路光信号经过 PD 探测后产生两路上变频后的毫米波信号。该方案不仅可以有效地避免对称边带的串扰,也不需要使用数字色散补偿、载波频偏恢复、相位噪声补偿甚至均衡算法。为了进一步提高频谱利用效率,本课题组提出一个在单载波双偏振态上传输四路独立射频信号的方案<sup>[26]</sup>。在该方案中,一个双偏振 IQMZM (DP-IQMZM)将四路独立射频信号线性调制到两个单

载波双偏振态的对称边带上。为了探测双偏振态上的四路独立信号,文献[26]设计了一个载波偏振态旋转模块(CPR),该模块可将光载波的偏振态旋转到其正交偏振态上,并保持射频信号的偏振态不变,但该方案没有实现光学上变频且仍然存在对称边带的串扰问题。为此,本文引入一个马赫-曾德尔调制器(MZM)来产生两个对称的光二阶双边带以实现光学上变频,并在发射端补偿 IQ 失衡和 IQ 时延差以消除对称边带的串扰。借助这两项技术,可在实现四路独立同频毫米波信号传输的同时,有效降低发射端光电器件的带宽要求和 DAC 的采样频率。在实验中,载频为 10 GHz、带宽为 1.6 GBaud 的 16-QAM 射频信号和一个 20 GHz 的单音信号可产

生四路独立、载频为 30 GHz、带宽为 1.6 GBaud 的 16-QAM 毫米波信号。在接收端不使用任何 DSP 补偿算法的前提下,这四路毫米波信号经过 50 km 标准单模光纤(SSMF)传输后误差矢量幅度(EVM)值可低于 12.5%的阈值,复合速率达到 25.6 Gbit/s,发射端的 DAC 采样率可以降至 24 GSa/s,达到了降低系统成本的目的。

## 2 基本原理

### 2.1 基于非对称双单边带调制的同频毫米波信号产生

图 1 展示了本课题组在文献[25]中提出的基于非对称双单边带调制产生两个同频毫米波信号的原理,插图①~⑩为对应节点的电谱或光谱示意图。在发射端,一个光 IQMZM 将两个频率分别为  $f_{s1}$  和  $f_{s2}$  的数字载频信号和两个频率分别为  $-f_{s1}$  和

$-f_{s2}$  的矢量调制信号调制到光域。在接收端,通过调节 DI 的自由光谱范围(FSR)可将一路光信号分为两部分:一部分包含载频为  $-f_{s2}$  的矢量调制信号和载频为  $f_{s1}$  的数字载波信号;另一部分包含载频为  $-f_{s1}$  的矢量调制信号和载频为  $f_{s2}$  的数字载波信号。这两部分光信号经过两个 PD 拍频后,可以产生两个频率均为  $f_{s1} + f_{s2}$  的毫米波信号。在这个方案中,PD 拍频信号中的光载波和光信号来源于同一个激光光源,不存在载波频偏和相位噪声,故无需使用载波频偏恢复算法和相位噪声消除算法。同时,两个矢量调制信号都是光单边带调制且没有处于光载波的对称频率上,避免了由光纤色散导致的频率选择性衰落和对称边带的串扰问题,因此,接收端不需要使用数字色散补偿算法和消除信号串扰的 MIMO 算法<sup>[24]</sup>,可以有效降低 RAU 的结构复杂度和功耗。

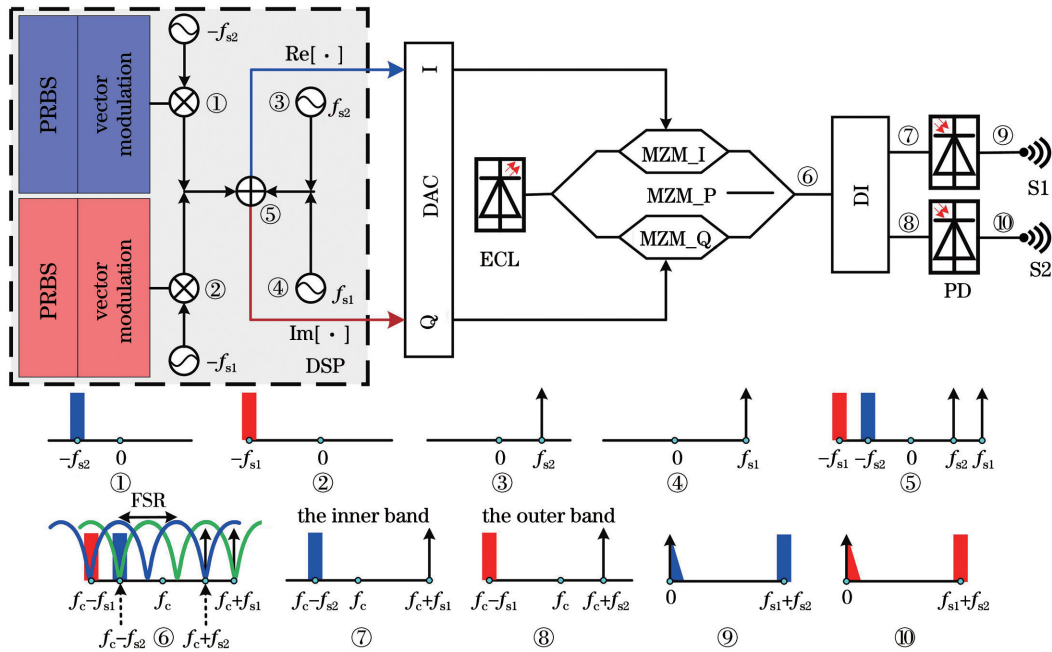


图 1 非对称双单边带调制产生同频矢量毫米波信号的原理

Fig. 1 Principle of asymmetric dual single sideband modulation for co-frequency vector millimeter-wave signals generation

在实验中,利用两个载频分别为 12 GHz 和 20 GHz 的数字载波信号和两个载频分别为  $-12$  GHz 和  $-20$  GHz、带宽为 800 MBaud 的 16-QAM 信号,成功产生了两路载频为 32 GHz、带宽为 800 MBaud 的 16-QAM 信号,且经过 25.5 km SSMF 传输后 EVM 值小于 12.5%的阈值。实验中接收端无需使用数字色散补偿、载波频偏恢复、相位噪声补偿、MIMO 算法和均衡算法,证明了相较于对称双单边带调制<sup>[24]</sup>方案,所提出的非对称双单边带调制方案在传输性能上有极大提升。但是,该方案只

能实现单载波单偏振态两路毫米波信号的传输,无法直接与偏振复用技术结合以进一步提升传输速率,且数字载波信号会降低矢量调制信号的信噪比<sup>[27]</sup>。

### 2.2 基于双单边带调制和偏振复用技术的四路独立射频信号传输

图 2 展示了本课题组在文献[26]中提出的利用双单边带调制和偏振复用技术同时传输四路独立同频射频信号的方案,插图①~⑫为对应节点的电谱或光谱示意图。在发射端,一个光功分器(OPS)将外腔激光器产生的连续光分为两部分:一部分输入



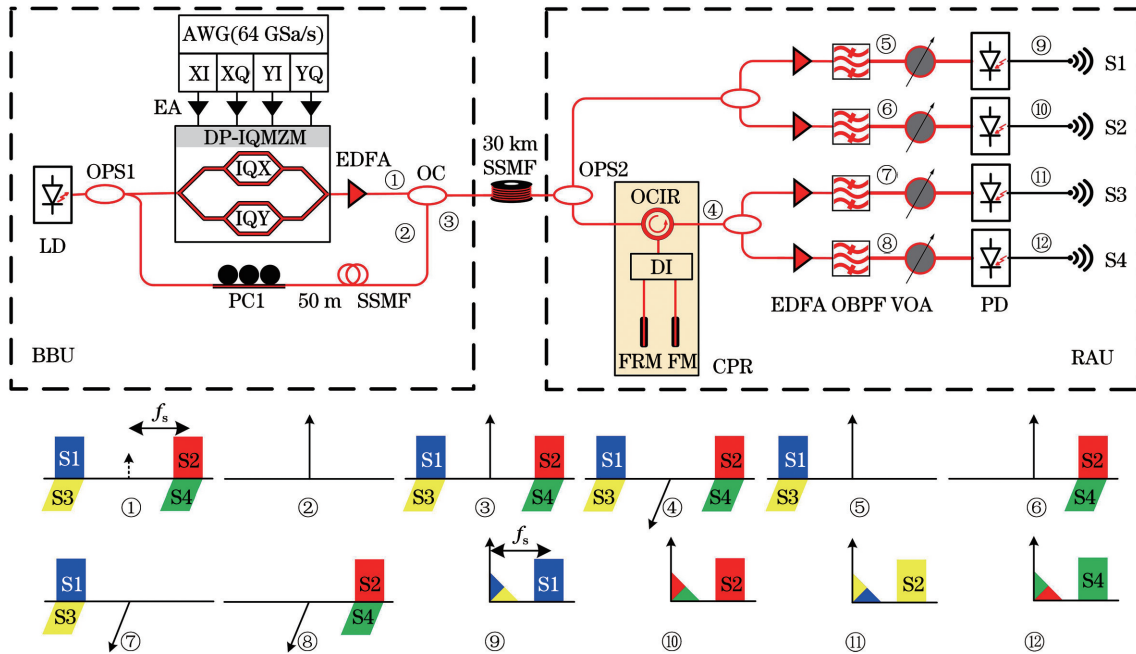


图 2 基于偏振复用和双单边带调制的四路独立同频射频信号传输原理图

Fig. 2 Schematic of four independent co-frequency RF signal transmission based on polarization division multiplexing and dual single sideband modulation

DP-IQMZM 中,用于承载 4 个载频为  $f_s$  的射频信号;另一部分经过一个偏振控制器和 50 m SSMF 匹配延时后作为光载波,需要注意此处偏振控制器将光载波的偏振态调整为 X 偏振态。耦合后的光信号经过 30 km SSMF 光纤传输后被光功分器分为两部分:一部分经过光滤波器和 PD 后便可以直接获得 X 偏振态上的两个射频信号;另一部分先经过所设计的载波偏振态旋转模块,将光载波偏振态旋转至 Y 偏振态,再经过光滤波器和 PD 后可以获得 Y 偏振态上的两个射频信号。值得一提的是,所设计的载波偏振态旋转模块对环境变化具有较好的稳定性,其详细原理可以参考文献[26]。

文献[26]的实验成功地实现了单载波双偏振态上四路载频为 14 GHz 的 2.4 GBaud 16-QAM 信号在 30 km SSMF 上的传输,复合速率达到 38.4 Gbit/s,且接收信号的 EVM 低于 12.5% 的阈值。在该方案中,同样没有使用数字色散补偿、载波频偏恢复、相位噪声补偿、MIMO 算法和均衡算法。但是,对称边带的串扰仍然会严重影响射频信号的传输性能,且该方案不能支持光学上变频,换言之,该方案对发射端的光电器件的带宽要求远高于文献[25]所述方案。

### 2.3 基于光学上变频的四维同频毫米波信号的产生

图 3 所示为本文提出的基于光学上变频技术的四维同频毫米波信号产生方案。在发射端,光学

DP-IQMZM 仍然实现 4 个载频为  $f_{s1}$  的射频信号的电光调制,如图 3 ①所示。与文献[26]所提方案不同的是,本文方案在光载波路中引入一个 MZM,并使用频率为  $f_{s2}$  的单音信号作为驱动信号。通过调节 MZM 的直流偏置电压和单音信号的幅度来抑制光载波和一阶边带并产生光二阶双边带,如图 3 ②所示。图 3 ③为两路光信号耦合后的光谱图,可以看出,光二阶双边带与调制的射频信号的频率间隔为  $2f_{s2} - f_{s1}$ 。图 3 ④为接收光信号经过光载波偏振态旋转模块[26]后的光谱图。光信号分别经过 4 个可调光滤波器后,输出信号光谱如图 3 ⑤~⑧所示。经过 PD 探测后,便可得到四路频率均为  $2f_{s2} - f_{s1}$  的毫米波信号,如图 3 ⑨~⑫所示。为了在光载波偏振态旋转模块中有效分离光二阶双边带和矢量调制信号,  $f_{s1}$ 、 $f_{s2}$  和 DI 的 FSR 需要满足

$$\begin{cases} f_{\text{FSR}} = f_{s2} \\ f_{\text{FSR}} = 2 \cdot f_{s1} \end{cases}, \quad (1)$$

式中:  $f_{\text{FSR}}$  表示 DI 的 FSR。

从上述分析看出,本文方案利用载频为  $f_{s1}$  的射频信号和载频为  $f_{s2}$  的载波信号产生载频为  $2f_{s2} - f_{s1}$  毫米波信号,可以显著降低对发射端光电器件的带宽要求,且用于实现数模转换的 DAC 采样率只需要高于待调制射频信号最高频率的两倍即可。但是,该方案仍然存在严重的对称边带串扰问题,这会限制系统的传输性能。



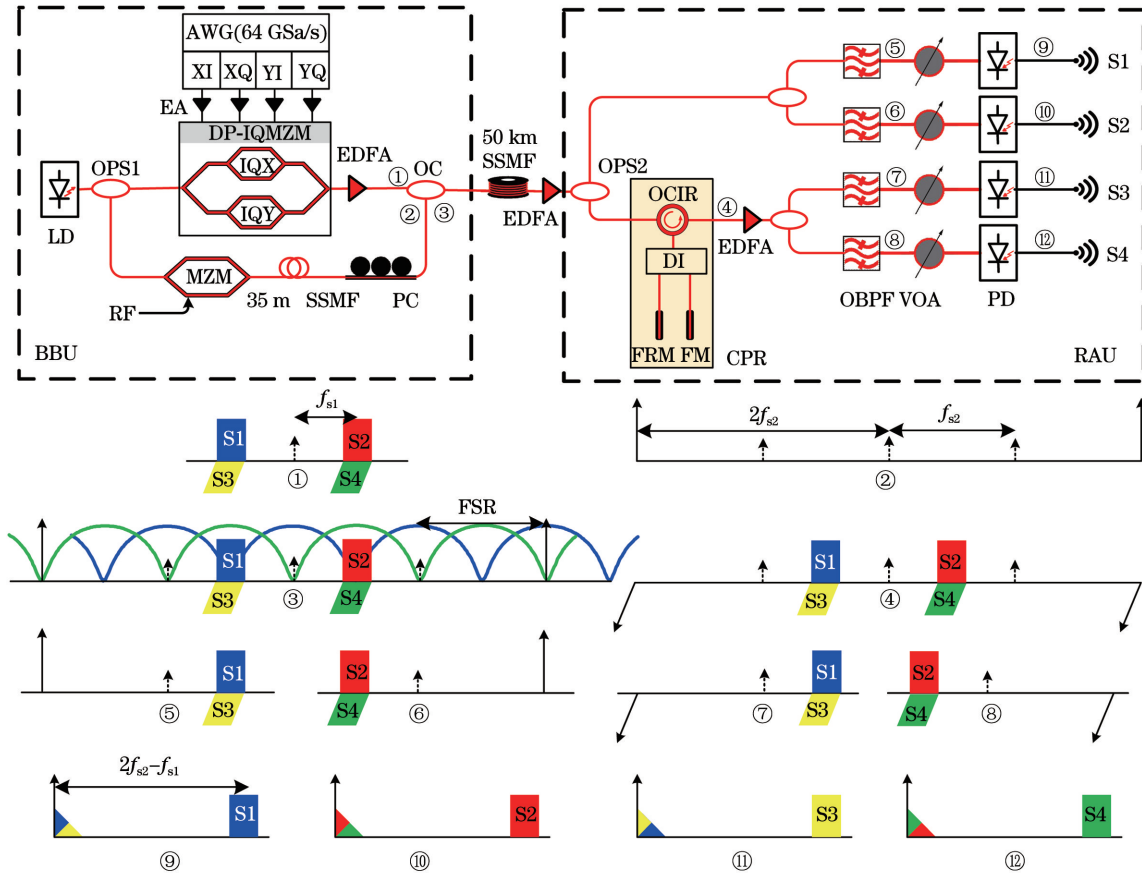


图 3 基于光学上变频技术的四路独立同频毫米波信号产生方案

Fig. 3 Scheme of four independent co-frequency millimeter-wave signals generation based on optical frequency up-conversion

### 2.4 对称边带信号串扰分析与消除

在实际系统中,光 IQMZM 的驱动信号同相分量  $I(t)$  和正交分量  $Q(t)$  难以保持相同的幅值,会引起同相分量(I)与正交分量(Q)的幅度失衡。另外,信号源与光 IQMZM 之间的射频线和

放大器通道的传输时延存在差异,导致  $I(t)$  和  $Q(t)$  输入到光 IQMZM 上会存在时延差。如图 4 所示,由于存在 IQ 幅度失衡和 IQ 时延差,光单边带信号会泄漏到对称边带上,导致对称边带信号串扰。

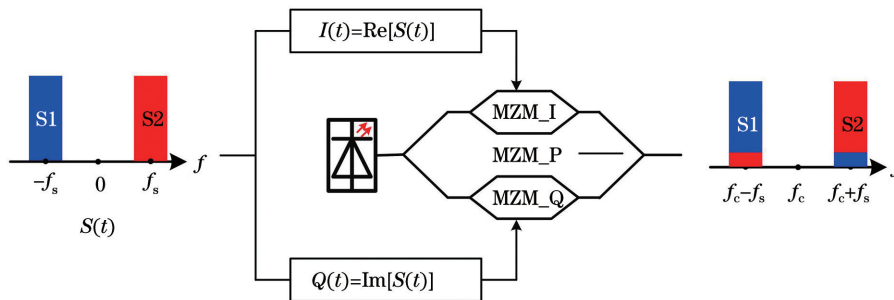


图 4 对称边带信号串扰示意图

Fig. 4 Schematic of crosstalk between symmetric sideband signals

为了便于分析由 IQ 幅度失衡与 IQ 时延差导致的对称边带信号串扰,本文将光 IQMZM 的电光转换过程近似为线性调制,即光 IQMZM 的输出光场可表示为

$$E_{out}(t) = [I(t) + jQ(t)] \exp(j2\pi f_c t), \quad (2)$$

式中:  $f_c$  表示激光的频率;  $j$  表示虚数单位。

首先分析 IQ 幅度失衡对边带串扰的影响。假设  $I(t)$  和  $Q(t)$  的幅度比值为  $\alpha$ , 则光 IQMZM 的输出光信号可表示为

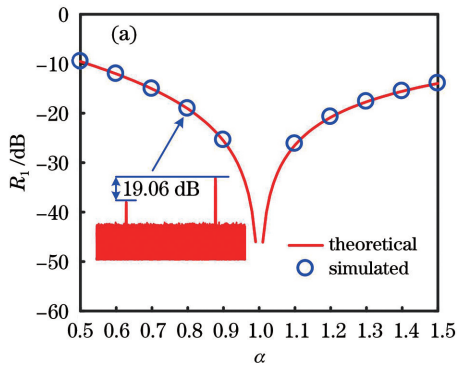
$$E_{out}(t) = [\alpha I(t) + jQ(t)] \exp(j2\pi f_c t), \quad (3)$$

$$\alpha I(t) + jQ(t) = \alpha S_1 \cos(2\pi f_s t) + jS_1 \sin(2\pi f_s t) = \alpha S_1 [\exp(j2\pi f_s t) + \exp(-j2\pi f_s t)] / 2 + S_1 [\exp(j2\pi f_s t) - \exp(-j2\pi f_s t)] / 2 = (1/2 + \alpha/2)S_1 \exp(j2\pi f_s t) + (1/2 - \alpha/2)S_1 \exp(-j2\pi f_s t), \quad (4)$$

式中： $S_1$  为边带信号要传输的信息； $f_s$  为边带信号的载频频率。可见，当存在 IQ 幅度失衡时 ( $\alpha \neq 1$ )，不仅在目标光单边带  $f_c + f_s$  存在信号，在其对称边带  $f_c - f_s$  也存在串扰信号。串扰信号与原边带信号的功率比为

$$R_1 = (1 - \alpha)^2 / (1 + \alpha)^2. \quad (5)$$

当  $I(t)$  和  $Q(t)$  的幅度比值为 0.8 时，根据式 (5) 可以计算得到，串扰信号与原边带信号的功率比约为



-19.08 dB。为了验证上述理论的准确性，基于 MATLAB 软件搭建了仿真系统。图 5(a) 展示了当  $S_1$  表示载频为 30 GHz 的 800 MBaud 带宽的 16-QAM 信号时， $R_1$  与  $\alpha$  的关系曲线。当  $I(t)$  和  $Q(t)$  的幅度比值为 0.8 时，仿真测试得到的串扰信号与原边带信号的功率比约为 -19.06 dB，且仿真测试得到的  $R_1$  曲线与式 (5) 得出的理论曲线基本吻合，进一步说明了上述理论推导的准确性。

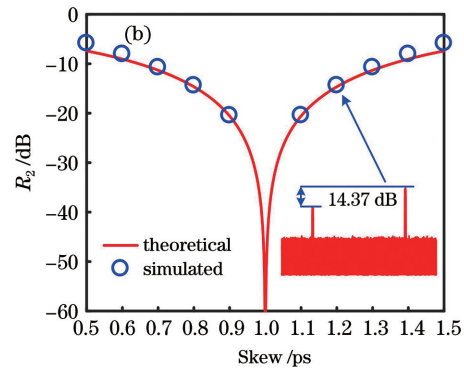


图 5 由 IQ 幅度失衡和 IQ 时延差导致的对称边带信号串扰。(a) IQ 幅度失衡；(b) IQ 时延差

Fig. 5 Crosstalk between symmetric sideband signals caused by IQ amplitude imbalance and IQ skew.

(a) IQ amplitude imbalance; (b) IQ skew

为了分析 IQ 时延差对边带信号串扰的影响，假设驱动信号  $I(t)$  和  $Q(t)$  的时延差为  $\tau$ ，则光 IQMZM 的输出光信号可表示为

$$E_{out}(t) = [I(t - \tau) + jQ(t)] \exp(j2\pi f_c t), \quad (6)$$

$$I(t - \tau) + jQ(t) = S_1 \cos[2\pi f_s(t - \tau)] + jS_1 \sin(2\pi f_s t) =$$

$$S_1 \cos(2\pi f_s \tau) \cos(2\pi f_s t) + S_1 \sin(2\pi f_s \tau) \sin(2\pi f_s t) + jS_1 \sin(2\pi f_s t). \quad (7)$$

由于  $\tau$  一般为 ps 量级， $f_s$  一般为 GHz 量级，因此  $f_s \tau \approx 0$ 。故式 (7) 可简化为

$$I(t - \tau) + jQ(t) \approx S_1 \cos(2\pi f_s t) + S_1 2\pi f_s \tau \sin(2\pi f_s t) + jS_1 \sin(2\pi f_s t) =$$

$$S_1 \exp(j2\pi f_s t) + S_1 2\pi f_s \tau [\exp(j2\pi f_s t) - \exp(-j2\pi f_s t)] / (2j) =$$

$$S_1 (1 - j\pi f_s \tau) \exp(j2\pi f_s t) + jS_1 \pi f_s \tau \exp(-j2\pi f_s t) =$$

$$\sqrt{1 + (\pi f_s \tau)^2} \exp[j \cdot \arctan(-\pi f_s \tau)] S_1 \exp(j2\pi f_s t) + (\pi f_s \tau) \exp(j\pi/2) S_1 \exp(-j2\pi f_s t). \quad (8)$$

显然，IQ 时延差也会在对称边带  $f_c - f_s$  上产生串扰信号，且串扰信号与原边带信号的功率比为

$$R_2 = (\pi f_s \tau)^2 / [1 + (\pi f_s \tau)^2]. \quad (9)$$

当  $I(t)$  和  $Q(t)$  的时延差为 2 ps 时，根据式 (9) 可以计算得出，串扰信号与原边带信号的功率比约为 -14.65 dB。图 5(b) 展示了当  $S_1$  表示载频为 30 GHz 的 800 MBaud 带宽的 16-QAM 信号时， $R_2$  与  $\tau$  的关系曲线。当  $I(t)$  和  $Q(t)$  的时延差为 2 ps

时，仿真测试得到的串扰信号与原边带信号的功率比约为 -14.37 dB，且仿真测试得到的  $R_2$  与式 (9) 给出的理论曲线基本吻合，同样证明了上述理论推导的准确性。从式 (9) 可以看出，边带串扰与边带信号的载频有关，即当 IQ 时延差固定时，边带信号载频  $f_s$  越高，对称边带信号串扰越大。观察图 5(b) 可以发现，随着 IQ 时延差变大，由 IQ 时延差导致的对称边带信号串扰的仿真值与理论值的误差也逐渐增大，

这是由式(9)推导过程中的近似条件  $f_s\tau \approx 0$  逐渐不满足而引起的,但是这不影响该理论的有效性。

同时存在 IQ 幅度失衡和 IQ 时延差时,光 IQMZM 的输出光信号可表示为

$$E_{\text{out}}(t) = [\alpha I(t - \tau) + jQ(t)] \exp(j2\pi f_c t), \quad (10)$$

$$\begin{aligned} \alpha I(t - \tau) + jQ(t) &\approx (1/2 + \alpha/2 - j\pi\alpha f_s \tau) S_1 \exp(j2\pi f_s t) + (1/2 - \alpha/2 + j\pi\alpha f_s \tau) S_1 \exp(-j2\pi f_s t) = \\ &\sqrt{(1 + \alpha)^2/4 + (\pi\alpha f_s \tau)^2} \exp\{j \cdot \arctan[-2\pi\alpha f_s \tau/(1 + \alpha)]\} S_1 \exp(j2\pi f_s t) + \\ &\sqrt{(1 - \alpha)^2/4 + (\pi\alpha f_s \tau)^2} \exp\{j \cdot \arctan[2\pi\alpha f_s \tau/(1 - \alpha)]\} S_1 \exp(-j2\pi f_s t). \end{aligned} \quad (11)$$

串扰信号与原边带信号的功率比可表示为

$$R_3 = [(1 - \alpha)^2/4 + (\pi\alpha f_s \tau)^2] / [(1 + \alpha)^2/4 + (\pi\alpha f_s \tau)^2]. \quad (12)$$

图 6 展示了当  $S_1$  表示载频为 30 GHz 的 800 MBaud 带宽的 16-QAM 信号时,同时存在 IQ 幅度失衡和 IQ 时延差情况下串扰信号与原边带信号的功率比值。可以看出,IQ 幅度失衡和 IQ 时延差的共同作用会导致严重的边带信号串扰,且理论推导与仿真结果很接近,验证了理论推导的正确性。

为了解决边带信号串扰的问题,实际系统中需要对 IQ 幅度失衡和 IQ 时延差进行预补偿,即抑制边带信号串扰以提高边带抑制比(原边带信号与串扰边带信号的功率比,SSR)。为了补偿 IQ 幅度失衡,需要对光 IQMZM 驱动信号  $I(t)$  和  $Q(t)$  的输出电压进行优化,以调整  $I(t)$  和  $Q(t)$  的幅度比,使  $\alpha$  等于 1 并提高边带抑制比。

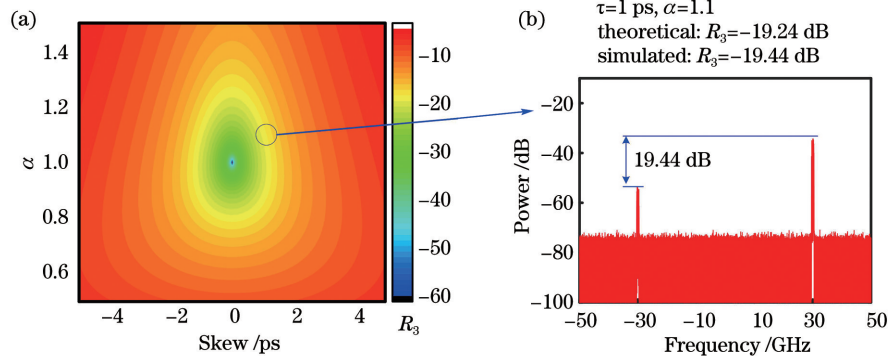


图 6 IQ 幅度失衡与 IQ 时延差共同导致的边带信号串扰。(a)理论结果;(b) $\alpha$  为 1.1, $\tau$  为 1 ps 的仿真结果  
Fig. 6 Crosstalk between symmetric sideband signals caused by IQ amplitude imbalance and IQ skew. (a) Theoretical result; (b) simulated result when  $\alpha$  is 1.1 and  $\tau$  is 1 ps

为了补偿 IQ 时延差,首先对存在 IQ 时延差的驱动信号  $I(t - \tau)$ 、 $Q(t)$  进行分析。对其进行傅里叶变换,可得到

$$\begin{cases} I(t) \Leftrightarrow I_f(\omega), \\ I(t - \tau) \Leftrightarrow I_{f1}(\omega) = I_f(\omega) \exp(-j\omega\tau), \\ Q(t) \Leftrightarrow Q_f(\omega) \end{cases} \quad (13)$$

式中: $I_f(\omega)$  和  $Q_f(\omega)$  分别表示  $I(t)$  和  $Q(t)$  经傅里叶变换后的信号; $\omega$  表示角频率。显然,在时域上存在时延的信号  $I(t - \tau)$  在频域上表现为  $I_f(\omega) \exp(-j\omega\tau)$ ,即信号  $I(t)$  的傅里叶变换  $I_f(\omega)$  乘上一个时延导致的相位项  $\exp(-j\omega\tau)$ 。因此,信号  $I(t - \tau)$  在频域乘上一个与 IQ 时延差  $\tau$  相关的相位项  $\exp(j\omega\tau)$ ,即可对 IQ 时延差进行补偿,可表示为

$$I_{f1}(\omega) \exp(j\omega\tau) = I_f(\omega) \Leftrightarrow I(t). \quad (14)$$

图 7 展示了载频为 30 GHz 的毫米波信号在补偿 IQ 幅度失衡和 IQ 时延差前后的电谱图。当 IQ 幅度失衡  $\alpha$  为 1.2、IQ 时延差  $\tau$  为 1 ps 时,可观察到单边带毫米波信号产生了严重的对称边带信号串扰,边带抑制比仅为 17.60 dB 左右。先对 IQ 幅度失衡进行补偿,边带抑制比可提高到 20.42 dB;再进行 IQ 时延差的补偿,完全消除了对称边带串扰信号。改变补偿顺序,先对 IQ 时延差进行补偿,可将边带抑制比提高到 20.75 dB;再对 IQ 幅度失衡进行补偿,也可完全消除对称边带串扰信号。根据以上讨论,所提补偿方案能够消除对称边带串扰信号,并且补偿的先后顺序不会影响边带串扰信号的消除性能。



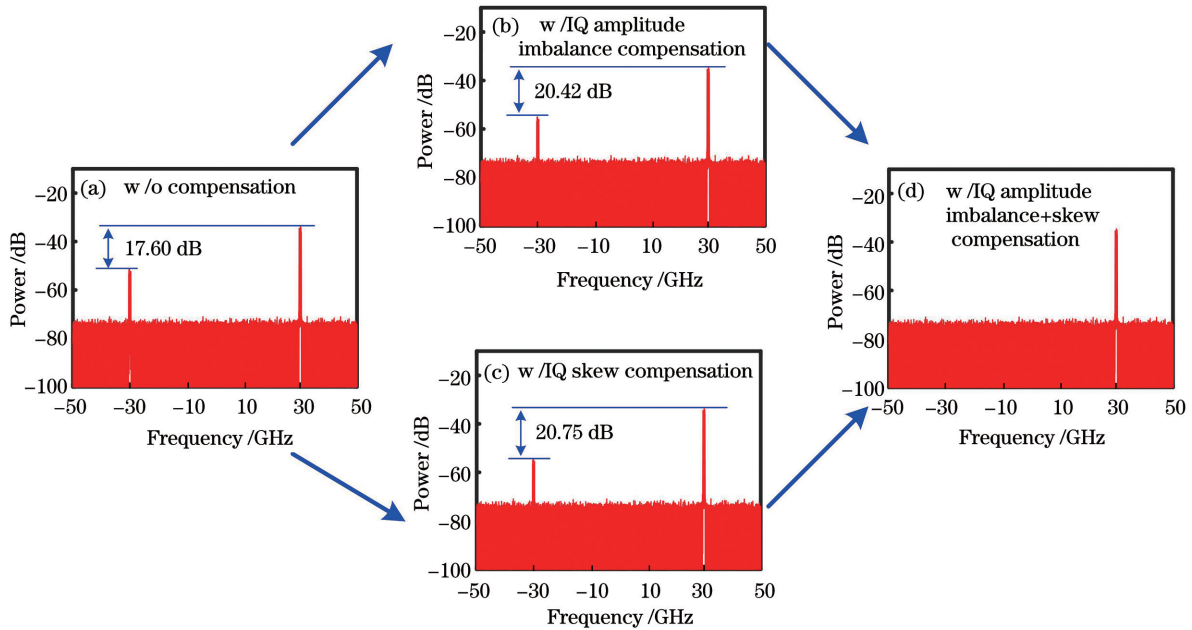


图 7 边带信号频谱图。(a)补偿前;(b)仅补偿 IQ 幅度失衡;(c)仅补偿 IQ 时延差;(d)补偿 IQ 幅度失衡和 IQ 时延差  
Fig. 7 Sideband signal spectra. (a) Before compensation; (b) after IQ amplitude imbalance compensation; (c) after IQ skew compensation; (d) after IQ amplitude imbalance and IQ skew compensation

### 3 实验架构与结果

所提出的基于光学上变频技术的四维同频独立毫米波信号生成方案的实验系统如图 8(a)所示。在发射端,使用采样率为 64 GSa/s、3 dB 带宽为 25 GHz 的任意波形发生器(AWG, Keysight M8195A)产生四维同频独立射频信号,其信号带宽为 800 MBaud,载频为 10 GHz,调制格式为 16-QAM。外腔激光器(ECL,  $\lambda = 1550$  nm)的输出光功率为 15.5 dBm、线宽为 100 kHz 的连续光被光功率分器分为两部分:一部分用作双偏振光 IQ 调制器(DP-IQMZM)的输入光承载四维同频独立射频信号;另一部分用作 MZM 的输入光产生光二阶双边带。MZM 的驱动信号为射频源(Keysight, N5183B)产生的单音射频信号,其频率为 20 GHz。AWG 产生的四维同频独立射频信号经过放大倍率为 24 dB 的电放大器(EA, OA3MHQM)后输入一个半波电压为 3.5 V 的 DP-IQMZM(Fujitsu, FTM7977HQA)。通过调节 DP-IQMZM 后的掺铒光纤放大器(EDFA)可以调节光二阶双边带与信号光的功率比值,从而优化毫米波信号的性能。在实验中,光二阶双边带作为拍频载波,故在本实验中定义光二阶双边带与信号光的功率比值为载波信号功率比(CSPR)。信号光与光二阶双边带之间的光程差由一根 35 m 长的 SSMF 进行补偿,从而降低毫

米波信号受到的相位噪声影响。偏振控制器(PC)使光二阶双边带的偏振态与信号光中的 S1、S2 信号的偏振态对齐,如图 3③所示。首先,信号光与光二阶双边带通过光耦合器耦合后输出,经过 50 km SSMF 传输后进入 EDFA,随后借助光滤波器和前述光载波偏振态旋转模块实现四路毫米波信号的分离。在光载波偏振态旋转模块后使用一个 EDFA 对光信号进行放大,以补偿光载波偏振态旋转模块的损耗。在 PD 前使用可调光衰减器(VOA)调节接收光功率(ROP),并用带宽为 40 GHz 的 PD 进行光电转换,产生载频为  $2f_{s2} - f_{s1} = 30$  GHz 的毫米波信号。最后,使用采样率为 100 GSa/s、带宽为 33 GHz 的数字采样示波器(DSO Tektronix DPO 73304D)采集 PD 拍频产生的毫米波信号,并对其进行离线处理。图 8(b)、(c)为在实验系统中各关键节点探测到的光谱图,图 8(d)、(e)为探测信号的频谱图。可以看出,所提方案能够在光域上分离出 4 个载频为 10 GHz 的射频信号,并且可以通过光学上变频同时把这 4 个射频信号的频率上变频到 30 GHz。

在本实验中,首先利用所提出的边带串扰消除算法在发射端消除对称边带的串扰。图 9 展示了在发射端调节 IQ 时延和 IQ 幅度比值后得到的光谱图。为了更明显地观察到边带串扰的影响,在本测试中只调制一个单边带信号。图 9(a)展示了仅传输下边带(LSB)信号、同相分量与正交分量驱动信

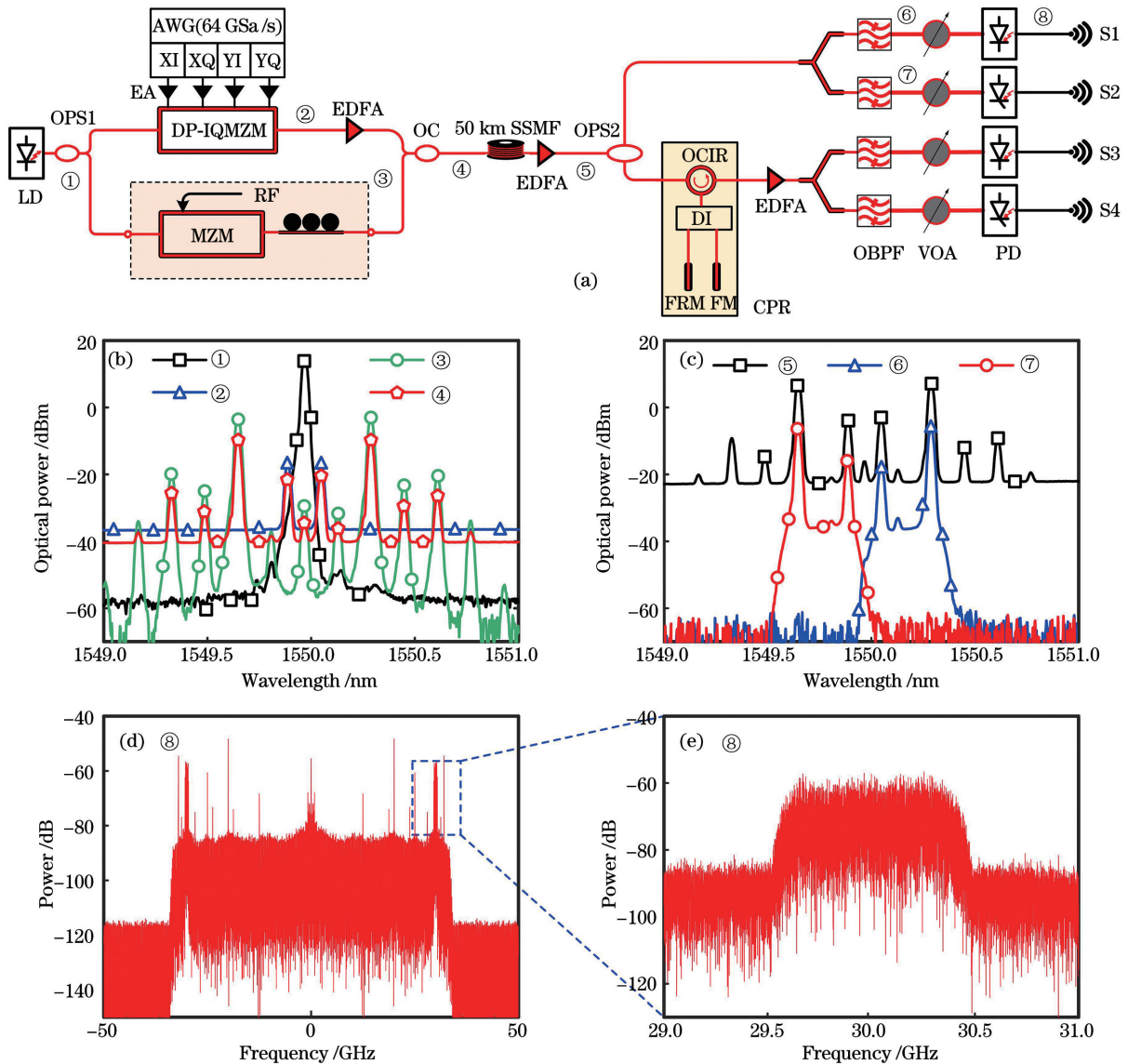


图 8 所提方案的实验系统图、光谱图和频谱图。(a)实验系统;(b)(c)对应节点的光谱;(d)(e)探测信号的频谱  
Fig. 8 Experimental setup, optical spectra, and electrical spectra of proposed scheme. (a) Experimental setup;

(b)(c) optical spectra at corresponding nodes; (d)(e) electrical spectra of detected signal

号输出电压峰峰值 ( $V_{pp}$ ) 均为 200 mV 时,改变 IQ 时延差得到的光谱图。显然,在补偿 IQ 幅度失衡和 IQ 时延差前,下边带与上边带的边带抑制比较小,约为 18.29 dB。当 IQ 时延差补偿至 4 ps 时,边带抑制比达到最大值,约为 24.61 dB。图 9(b)展示了 IQ 时延差补偿至 4 ps 时,优化 I 路驱动信号电压峰峰值以补偿 IQ 幅度失衡后得到的光谱图。可见,当 I 路驱动信号电压为 220 mV 时,边带抑制比达到最大值,约为 32.74 dB。从以上讨论可知,通过补偿 IQ 时延差和 IQ 幅度失衡,可使边带抑制比从 18.92 dB 提高至 32.74 dB,极大降低了对称边带串扰。图 9(c)、(d)分别为仅传输上边带(USB)信号时,改变 IQ 时延差和 IQ 幅度失衡的光谱图。当

仅传输上边带信号时,可得到与仅传输下边带信号时类似的结果。可见,所提出的对称边带串扰消除方案可极大地提高边带抑制比,减弱对称边带串扰。

图 10 展示了不同 IQ 时延差、不同 IQ 幅度失衡对应的边带抑制比。在图 10(a)中,同相分量与正交分量信号的电压峰峰值均保持为 200 mV,对 I 路信号进行 IQ 时延差补偿,补偿范围为 0~7 ps。仅传输下边带信号,当补偿的 IQ 时延差为 4 ps 时,边带抑制比达到最大值,说明发射端的 IQ 时延差约为 -4 ps;仅传输上边带信号时,可观察到类似的结果。图 10(b)中,固定 IQ 时延差为 -4 ps,改变 I 路信号的电压峰峰值,变化范围为 200~250 mV,当 I 路信号的电压峰峰值为 220 mV 时,边带抑制

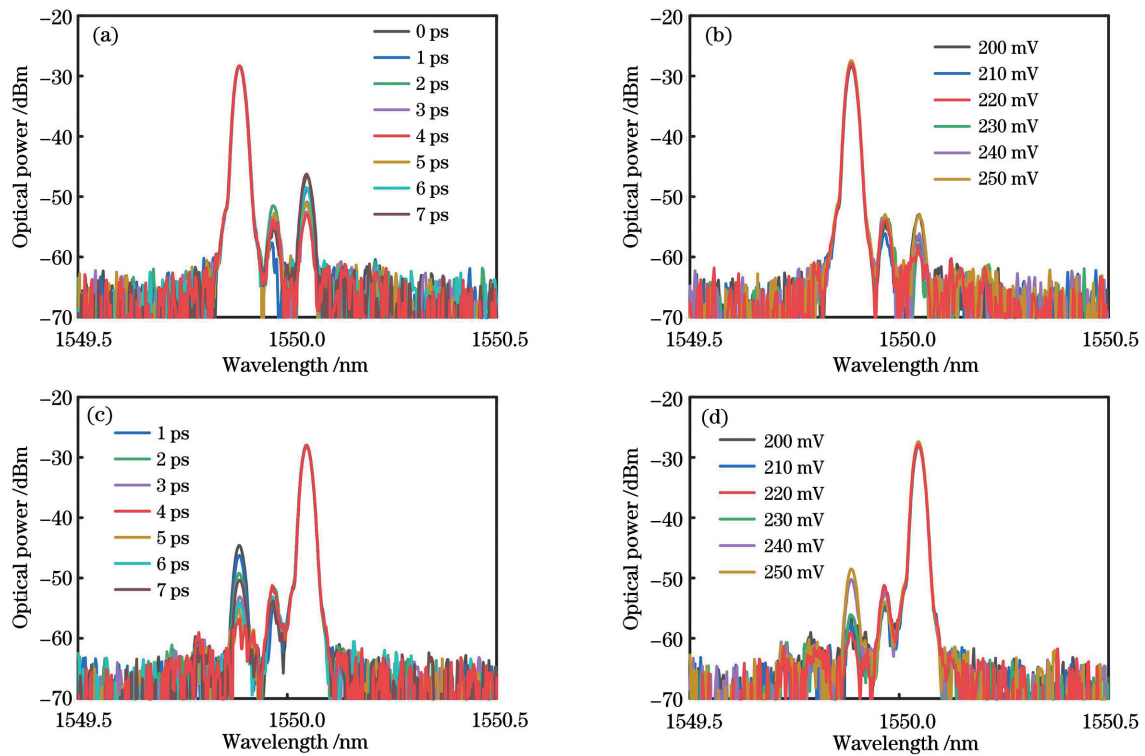


图 9 不同条件下的光谱图。(a)仅传输下边带信号,改变 IQ 时延差;(b)仅传输下边带信号,改变 I 路信号的电压峰峰值;  
(c)仅传输上边带信号,改变 IQ 时延差;(d)仅传输上边带信号,改变 I 路信号的电压峰峰值

Fig. 9 Optical spectra at different conditions. (a) Change IQ skew when only LSB signal is transmitted; (b) change  $V_{pp}$  of  $I(t)$  when only LSB signal is transmitted; (c) change IQ skew when only USB signal is transmitted; (d) change  $V_{pp}$  of  $I(t)$  when only USB signal is transmitted

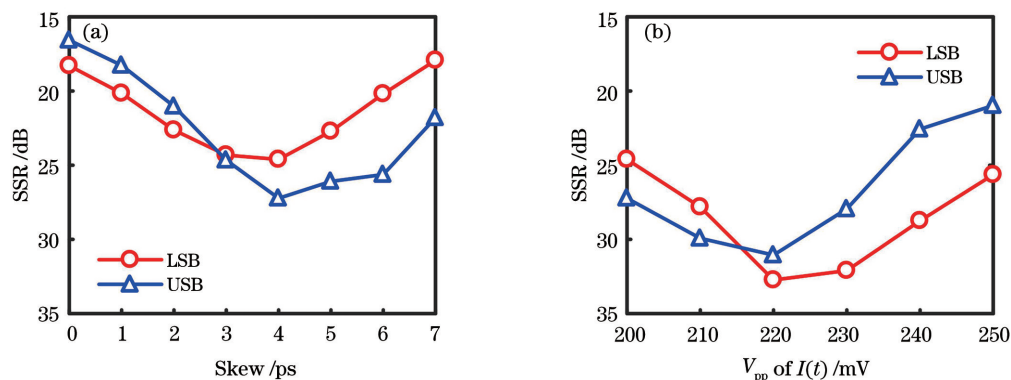


图 10 边带抑制比曲线。(a)不同时延差对应的边带抑制比;(b)不同  $I(t)$  的电压峰峰值对应的边带抑制比  
Fig. 10 SSR curves. (a) SSR results versus IQ skew; (b) SSR results versus  $V_{pp}$  of  $I(t)$

比达到最大值;对于上边带信号,可得到相近的结果。因此,固定 IQ 时延差为  $-4$  ps,并固定同相分量与正交分量信号的电压峰峰值均保持为 200 mV。至此,完成了 IQ 时延差和 IQ 幅度失衡的补偿,并且补偿后上下边带的边带抑制比均可超过到 30 dB。

为了更清晰地展示提高边带抑制比对于信号传输性能的影响,固定同相分量与正交分量信号的电压峰峰值均保持为 200 mV,观察传输光单边带信号和光双单边带信号时,不同的 IQ 时延差对于传

输信号性能的影响,结果如图 11(a)所示,其中 SPSB 表示传输单偏振光单边带信号,SPDB 表示传输单偏振光双单边带信号。可以看到,当传输单偏振光单边带信号时,补偿不同的 IQ 时延差对于传输信号性能没有明显的影响,这是因为在传输单偏振光单边带信号时,对称边带串扰信号不会对原边带信号产生影响。当传输单偏振光双单边带信号,未补偿 IQ 时延差时传输信号性能严重劣化,但是当补偿的 IQ 时延差为 4 ps 时传输信号的性能最



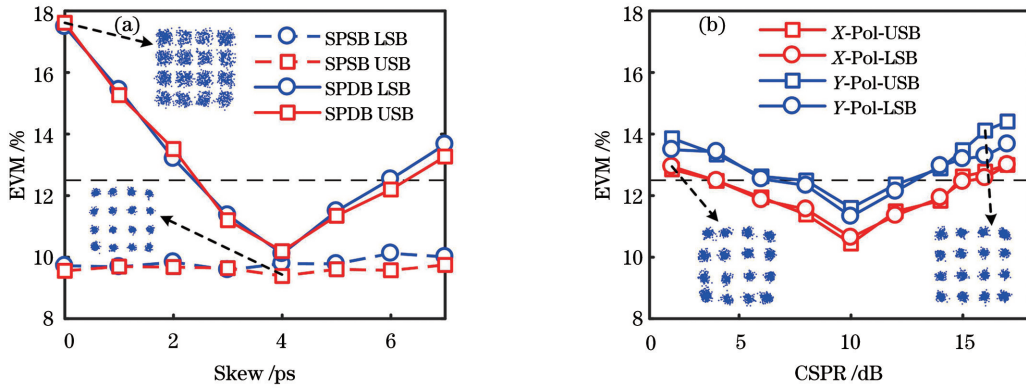


图 11 接收信号的性能。(a) 不同 IQ 时延差对应的 EVM 值;(b)不同 CSRP 对应的 EVM 值

Fig. 11 Performance of received signal. (a) EVM value versus IQ skew; (b) EVM value versus CSRP

优,这是因为在传输单偏振光双单边带信号时,边带串扰信号叠加在对称边带信号上,劣化对称边带信号的传输性能。因此,补偿 IQ 时延差和 IQ 幅度失衡,提高边带抑制比,可显著优化单偏振光双单边带信号性能。以上结果充分证明了所提出的对称边带串扰消除方案的有效性,若无特殊说明,下述实验结果均在补偿 IQ 幅度失衡和 IQ 时延差的情况下测得。

为了优化毫米波信号的性能,需要调节光载波与毫米波信号功率比值(CSPR)。图 11(b)展示了不同 CSRP 下毫米波信号的 EVM 性能。在本测试中,接收光功率为-5 dBm。可以看出,当 CSRP 为 10 dB 时,所产生的 4 个同频独立毫米波信号性能最优,并且 EVM 均低于 12.5%。对于同一偏振态的信号,下边带信号(LSB)和上边带信号(USB)的 EVM 性能差异很小,因此在后续实验结果中仅观察其中一个边带信号的性能。对于不同偏振态的信号,可观察到 X 偏振态信号明显优于 Y 偏振态信

号,这是因为 Y 偏振态信号经过了光载波偏振态旋转模块,若光载波和光信号在光载波偏振态旋转模块中没有完全分离,会导致部分 X 偏振态的信号叠加到 Y 偏振态的信号上,即 X 偏振态信号对 Y 偏振态信号产生串扰,产生原因和具体原理可参见文献[26];并且光载波偏振态旋转模块后的 EDFA 引入了额外的放大器自发辐射(ASE)噪声,造成 Y 偏振态信号的信噪比下降。在后续测试中,若无特殊说明,传输信号均为 4 个载频为 10 GHz 的 800 MBaud 的 16-QAM 信号,经过光学上变频后产生载频为 30 GHz 的毫米波信号。

在确定最优的 CSRP 值后,固定 CSRP 为 10 dB,测试在不同接收光功率(ROP)下 30 GHz 毫米波信号的误码率性能,结果如图 12(a)所示。可以看到,当 ROP 高于-15 dBm 时,两个偏振态的信号误码率( $R_{BER}$ )均低于  $3.8 \times 10^{-3}$  的硬判决前向纠错(HD-FEC)门限。

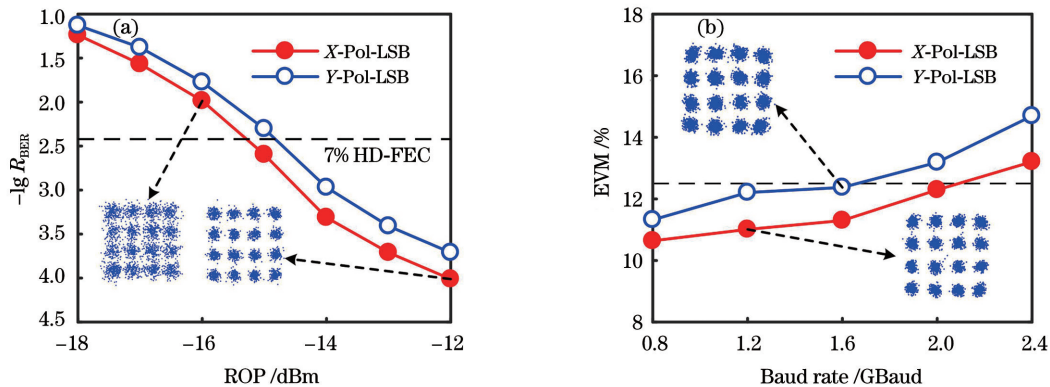


图 12 接收信号的性能。(a)不同接收光功率(ROP)下的误码率性能;(b)不同波特率对应的 EVM 值

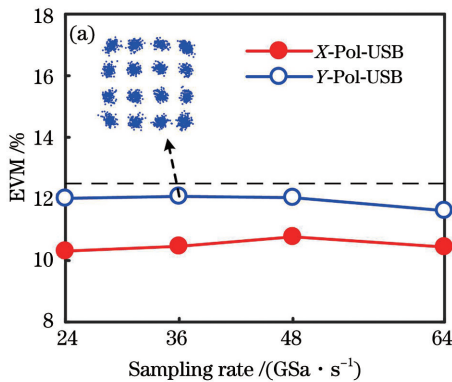
Fig. 12 Performance of received signal. (a)  $R_{BER}$  performance versus ROP; (b) EVM value versus baud rate

为了探索本文方案在现有实验平台下的速率极限,测试了载频为 30 GHz 的不同波特率的毫米波信号的性能,实验结果如图 12(b)所示。在本测试

中,信号调制格式为 16-QAM、接收光功率为-5 dBm、CSPR 为 10 dB。从图 12(b)可以看到,当信号速率上升时,信号性能下降、EVM 增大,这是

因为随着信号带宽增大,传输信号受到的实验系统频率响应不平坦引起的码间串扰(ISI)逐渐变大,导致接收信号性能变差。在 EVM 小于 12.5% 的阈值限制下,4 路载频为 30 GHz 的毫米波信号的波特率可达 1.6 GBaud,复合速率可达到 25.6 Gbit/s ( $1.6 \times 4 \times 4 = 25.6$  Gbit/s)。

在本文方案中采用了光学上变频的方案,不仅可以降低发射端器件带宽的需求,还可以降低发射端数模转换器的采样率要求。在本测试中,CSPR 为 10 dB,接收光功率为 -5 dBm,信号带宽为



800 MBaud,信号调制格式为 16-QAM,毫米波信号载频为 30 GHz。图 13(a)展示了不同 AWG 采样率对应的 EVM 性能,可以看到,AWG 的采样率从 24 GSa/s 变化到 64 GSa/s,信号的 EVM 值没有出现明显的变化。这说明在发射端数模转换器的采样率高于待调制的射频信号最高频率的两倍的前提下,改变发射端数模转换器的采样率不会影响信号传输性能,意味着本文方案可以降低发射端数模转换器的采样率,进一步降低发射端成本。

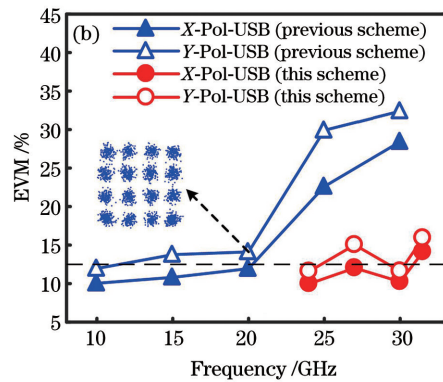


图 13 接收信号的 EVM 性能。(a)不同采样率下的 EVM 性能;(b)本文方案与前述方案<sup>[26]</sup>产生不同载频毫米波信号的 EVM 值  
Fig. 13 EVM performance of received signal. (a) EVM performance versus sampling rate; (b) EVM value of generated millimeter-wave signal in terms of carrier frequency of proposed scheme and previous scheme<sup>[26]</sup>

图 13(b)展示了本文方案与前述方案<sup>[26]</sup>的对比结果,在本测试中,仍然传输 4 路独立同频 800 MBaud 的 16-QAM 毫米波信号。前述方案<sup>[26]</sup>产生的毫米波信号载频从 10 GHz 变化到 30 GHz;本文方案产生的毫米波信号载频从 24 GHz 变化到 31.5 GHz。在本文方案中,产生不同载频毫米波信号对应的 AWG 所产生的射频信号的载频  $f_{s1}$  和射频源的单音信号的频率  $f_{s2}$  如表 2 所示。从图 13(b)可以看出,当毫米波信号载频高于 20 GHz 时,前述方案<sup>[26]</sup>性能严重劣化。这是因为本实验平台发射端器件的总带宽约为 23 GHz。对于本文方案,当毫

米波信号载频高于 20 GHz 时,其性能相比于前述方案<sup>[22]</sup>有非常显著的提升。即使毫米波信号的载频高达 30 GHz,远超出本实验平台发射端器件的总带宽,其 EVM 值也低于 12.5%。

表 2 AWG 产生的信号载频、射频源频率

Table 2 Signal carrier frequency in AWG and frequency of RF source

$f_{s1}$ /GHz	$f_{s2}$ /GHz	$(2f_{s2} - f_{s1})$ /GHz
8	16	24
9	18	27
10	20	30
10.5	21	31.5

米波信号载频高于 20 GHz 时,其性能相比于前述

## 4 结 论

在总结本课题组之前研究工作的基础上,提出一种基于自外差相干探测技术的光载射频信号传输系统,可以借助自外差探测实现光学上变频,将 4 个低频射频信号上变频为高频毫米波,且在远端射频单元无需进行任何 DSP 处理。分析了对称边带串扰产生的原因并提出了在发射端消除对称边带串扰的方法。实验证明,借助于所提出的对称边带串扰消除算法,只需在发射端使用四路独立、载频为 10 GHz、带宽为 1.6 GBaud 的 16-QAM 射频信号和一个 20 GHz 的单音信号就能在接收端产生四路独立、载频为 30 GHz、带宽为 1.6 GBaud 的 16-QAM 毫米波信号。本文方案可以在接收端不使用任何数字补偿算法的情况下,支持四路载频为 30 GHz、带宽为 1.6 GBaud 的 16-QAM 毫米波信号传输 50 km 标准单模光纤,且发射端 DAC 的采样率可以低至 24 GSa/s,有效降低了 B5G 前传系统

的成本和复杂度。

### 参 考 文 献

- [1] Shafi M, Molisch A F, Smith P J, et al. 5G: a tutorial overview of standards, trials, challenges, deployment, and practice [J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2017, 35(6): 1201-1221.
- [2] Pizzinat A, Chanclou P, Saliou F, et al. Things you should know about fronthaul [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2015, 33(5): 1077-1083.
- [3] Kim B G, Kim H, Chung Y C. Impact of multipath interference on the performance of RoF-based mobile fronthaul network implemented by using DML [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2017, 35(2): 145-151.
- [4] 姜长鹏, 赵峰, 魏怡, 等. 一种多波段矢量毫米波信号概率整形性能分析 [J]. *激光与光电子学进展*, 2021, 58(21): 2106002.  
Jiang C P, Zhao F, Wei Y, et al. Performance analysis of a multi-band vector millimetre-wave signal probability shaping [J]. *Laser & Optoelectronics Progress*, 2021, 58(21): 2106002.
- [5] Kim H. RoF-based optical fronthaul technology for 5G and beyond [C] // 2018 Optical Fiber Communications Conference and Exposition (OFC), March 11-15, 2018, San Diego, CA, USA. New York: IEEE Press, 2018: 17856005.
- [6] Delmade A, Browning C, Verolet T, et al. Optical heterodyne analog radio-over-fiber link for millimeter-wave wireless systems [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2021, 39(2): 465-474.
- [7] Li X Y, Yu J J, Chang G K. Photonics-assisted technologies for extreme broadband 5G wireless communications [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2019, 37(12): 2851-2865.
- [8] Chen X, Yao J P. A high spectral efficiency coherent RoF system based on OSSB modulation with low-cost free-running laser sources for UDWDM-PONs [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2016, 34(11): 2789-2795.
- [9] Wang W, Zou D D, Feng X H, et al. Optical polarization division multiplexing fiber-wireless integration system at Ka-band based on a low-cost dual-drive MZM [J]. *Optics Express*, 2021, 29(23): 37453-37463.
- [10] Gonzalez-Guerrero L, Shams H, Fatadin I, et al. Single sideband signals for phase noise mitigation in wireless THz-over-fibre systems [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2018, 36(19): 4527-4534.
- [11] Shao T, Paresys F, Maury G, et al. Investigation on the phase noise and EVM of digitally modulated millimeter wave signal in WDM optical heterodyning system [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2012, 30(6): 876-885.
- [12] Santacruz J P, Rommel S, Johannsen U, et al. Analysis and compensation of phase noise in mm-wave OFDM ARoF systems for beyond 5G [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2021, 39(6): 1602-1610.
- [13] Dat P T, Kanno A, Yamamoto N, et al. Seamless convergence of fiber and wireless systems for 5G and beyond networks [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2019, 37(2): 592-605.
- [14] Li Y T, Yu J G, Song R L, et al. D-band signal generation and transmission without optical filter based on optical carrier suppression and single-sideband modulation [J]. *Optics Express*, 2022, 30(1): 436-446.
- [15] Tian Y, Lee K L, Lim C, et al. 60 GHz analog radio-over-fiber fronthaul investigations [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2017, 35(19): 4304-4310.
- [16] 李韦萍, 孔森, 石俊婷, 等. ROF 系统中基于单个调制器的多射频操作 [J]. *中国激光*, 2020, 47(11): 1106002.  
Li W P, Kong M, Shi J T, et al. Multiple radio frequency operation based on a modulator in a radio-over-fiber system [J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2020, 47(11): 1106002.
- [17] 刘翠微, 余建军. 结构简单的 D 波段矢量毫米波信号产生的方法 [J]. *光学学报*, 2021, 41(4): 0406001.  
Liu C W, Yu J J. A new scheme of D-band mm-wave vector signal generation with simple structure [J]. *Acta Optica Sinica*, 2021, 41(4): 0406001.
- [18] 刘翠微, 余建军, 熊良明, 等. 带预编码的六倍频矢量毫米波信号产生和探测 [J]. *中国激光*, 2021, 48(9): 0906006.  
Liu C W, Yu J J, Xiong L M, et al. Generation and detection of six-fold frequency vector millimeter-wave signal with precoding [J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2021, 48(9): 0906006.
- [19] Pan X L, Liu X Y, Zhang H X, et al. Photonic vector mm-wave signal generation by optical dual-SSB modulation and a single push-pull MZM [J]. *Optics Letters*, 2019, 44(14): 3570-3573.
- [20] Li X Y, Xu Y M, Yu J J. Single-sideband W-band photonic vector millimeter-wave signal generation by one single I/Q modulator [J]. *Optics Letters*, 2016, 41(18): 4162-4165.
- [21] Pan X L, Liu X Y, Zhang H X, et al. Independent dual single-sideband vector millimeter-wave signal



- generation by one single I/Q modulator [J]. *Optics Express*, 2019, 27(14): 19906-19914.
- [22] Wang Y Y, Zhou W, Ding J J, et al. QAM vector mm-wave signal generation based on optical orthogonal polarization SSB scheme by a single modulator [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2021, 39(24): 7628-7635.
- [23] Pan X L, Zhang B, Liu X Y, et al. Mitigation of crosstalk between RSB and LSB signals generated by one I/Q modulator [J]. *Optics Express*, 2020, 28(2): 2238-2250.
- [24] Lin C H, Lin C T, Huang H T, et al. 60-GHz optical/wireless MIMO system integrated with optical subcarrier multiplexing and  $2 \times 2$  wireless communication [J]. *Optics Express*, 2015, 23(9): 12111-12116.
- [25] Song H P, Huang C M, Li H Y, et al. Asymmetric dual-SSB modulation for photonic co-frequency mm-wave signals generation and DSP-free receiver [J]. *Optics Letters*, 2021, 46(17): 4366-4369.
- [26] Song H P, Cheng W, Dai L Q, et al. DSP-free remote antenna unit in a coherent radio over fiber mobile fronthaul for 5G mm-wave mobile communication [J]. *Optics Express*, 2021, 29(17): 27481-27492.
- [27] Gui T, Yi L Y, Guo C J, et al. 120 Gbaud PAM-4 transmission over 80-km SSMF using optical band interleaving and Kramers-Kronig detection [J]. *Optics Express*, 2018, 26(20): 25934-25943.

## High-Speed, Coherent, Beyond-5G Fronthaul System Based on DSP-Free Remote Antenna Unit

Song Haiping, Huang Chuanming, Jin Hugui, Cheng Mengfan, Liu Deming, Deng Lei  
*Wuhan National Laboratory for Optoelectronics, School of Optical and Electronic Information, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, Hubei, China*

### Abstract

**Objective** The analog radio-over-fiber (A-RoF) technique can directly transmit radio-frequency (RF) signals between the baseband unit (BBU) and remote antenna unit (RAU) and offers the advantages of high spectral efficiency, ultralow latency, and a simple structure. In addition, millimeter-wave (mm-wave) mobile communication can utilize wide spectral resources to transmit high-rate signals. Therefore, the mm-wave over fiber based on the A-RoF technique and mm-wave mobile communication is considered the most potential solution for beyond-fifth generation (B5G) fronthaul. However, the A-RoF technique is sensitive to linear and nonlinear distortions and the generation of mm-wave signals requires high-bandwidth photonic and electronic devices. In our previous work, four-independent mm-wave signals were modulated on two orthogonal polarization states of a single wavelength based on a dual-polarization IQ modulator (DP-IQMZM) using the dual single-sideband (SSB) modulation and polarization division multiplexing (PDM) technique. Furthermore, a novel carrier polarization rotation module based on the self-polarization stabilization technique was proposed; thus, the four-independent mm-wave signals could be detected via self-coherent detection. Experimental results showed that the measured error vector magnitude (EVM) value of 800 MBaud 16-ary quadrature amplitude modulation (16-QAM) signals at 28 GHz over 50 km standard single-mode fiber (SSMF) transmission was 12.99% without digital signal processing (DSP). However, photonic frequency upconversion was not realized in our previous work. The bandwidth requirement of photonic and electronic components at the transmitter is high. In this study, we propose a scheme for upconverting four independent low-frequency RF signals to high-frequency mm-wave signals using photonic frequency upconversion. Moreover, no digital signal algorithm is used at the receiver, which is helpful for constructing a DSP-free RAU.

**Methods** By paralleling one DP-IQMZM and one single-drive Mach-Zehnder modulator (MZM), which is used to generate second-order optical subcarriers, four low-frequency RF signals can be upconverted to high-frequency mm-wave signals using the self-heterodyne detection technique. In this way, the bandwidth requirement and sampling rate of photonic and electronic components at the transmitter can be reduced considerably. In addition, frequency offset compensation and carrier phase recovery are avoided. Furthermore, we analyze the causes of crosstalk between symmetric sidebands and propose a method for crosstalk elimination by accurately matching the phase and

amplitude of the in-phase (I) and quadrature (Q) components of the employed DP-IQMZM.

**Results and Discussions** The sideband suppression ratio can be increased from less than 20 dB to more than 30 dB using our proposed crosstalk elimination method between symmetric sidebands (Fig. 10). Moreover, the transmission performance of dual-SSB signals is very close to that of SSB signals [Fig. 11(a)], verifying the effectiveness of our proposed method. Experimental results show that four independent 1.6 GBaud 16-QAM mm-wave signals with a carrier frequency of 30 GHz could be generated at the receiver using four independent 1.6 GBaud 16-QAM signals with a carrier frequency of 10 GHz and a single-tone signal with a carrier frequency of 20 GHz at the transmitter. As shown in Fig. 12(b), the measured EVM value of 25.6 Gbit/s 16-QAM signals at 30 GHz over 50 km SSMF transmission are all below the threshold of 12.5% without the use of any DSP. Moreover, the minimum sampling rate of the DAC at the transmitter is 24 GSa/s [Fig. 13(a)].

**Conclusions** A coherent radio-over-fiber transmission system based on the self-heterodyne detection technique is proposed, which can realize photonic frequency upconversion. In the proposed system, four low-frequency RF signals are upconverted to high-frequency mm-wave signals and no DSP algorithms are required in the RAU. The causes of crosstalk between symmetric sidebands are analyzed, and a crosstalk elimination method at the transmitter is proposed. Experimental results show that four independent 1.6 GBaud 16-QAM mm-wave signals with a carrier frequency of 30 GHz can be generated at the receiver using four independent 1.6 GBaud 16-QAM signals with a carrier frequency of 10 GHz and a single-tone signal with a carrier frequency of 20 GHz at the transmitter. Using the crosswalk elimination method between symmetric sidebands, the proposed system can support the transmission of four independent 1.6 GBaud 16-QAM mm-wave signals with a carrier frequency of 30 GHz over a 50 km SSMF without any DSP at the receiver. Moreover, the minimum sampling rate of the DAC at the transmitter is 24 GSa/s, effectively reducing the cost and complexity of B5G fronthaul systems. This research provides a potential solution for the mobile fronthaul network in the B5G mobile communication.

**Key words** Optical communication; analog radio-over-fiber; millimeter-wave communication; self-heterodyne coherent detection; optical frequency up-conversion; crosstalk between symmetric sidebands